

# **A-15**

## **Dispositivos y Circuitos Electrónicos II**

### **Ingeniería Electrónica**

## **Osciladores Senoidales**

Autores:

Ing. Sergio Eberlein (Profesor Asociado)

Ing. Osvaldo Vázquez (Profesor Adjunto)

Edición 2017.1

## Contenido

Contenido .....	2
1. Osciladores Senoidales .....	3
1.1 Esquema de realimentación de los Osciladores Senoidales.....	3
1.2 Ganancia de Lazo.....	4
1.3 Tensión de Arranque .....	7
2. El Oscilador de Puente de Wien .....	8
2.1 Circuito Típico.....	8
2.2 Análisis del funcionamiento: .....	12
2.3 Limitador de Amplitud con Diodos .....	16
2.4 Oscilador del puente de Wien con FET .....	18
2.5 Otra mirada al Oscilador de Puente de Wien .....	19
3. Osciladores a Cristal .....	22
3.1 Cristales de cuarzo .....	22
3.2 Cortes del cristal:.....	22
3.3 Frecuencia fundamental y sobretonos:.....	22
3.4 Circuito equivalente en señal:.....	23
3.5 Estabilidad en frecuencia: .....	28
3.6 Q del cristal (factor de calidad):.....	28
3.7 Circuito típico: Oscilador Paralelo .....	29
3.8 Circuito práctico de un Oscilador Paralelo: .....	35
Apéndice 1: .....	36
Osciladores LC: .....	36
Circuito práctico de Oscilador Colpitts: .....	40
Bibliografía:.....	43

## 1. Osciladores Senoidales

Recordemos que cuando vimos el tema de estabilidad en amplificadores operacionales, éstos podían oscilar debido a los desfases que se producían internamente que transformaban un amplificador con realimentación negativa en positiva cuando estos desfases llegaban a  $-180^\circ$ . Esto se evitaba, como vimos, con una compensación por polo dominante para que a estas frecuencias ya no tuviera ganancia y estas posibles oscilaciones se atenuarían y extinguirían.

Aquí, para diseñar un oscilador, lo que busco es crear y sostener una oscilación senoidal a una frecuencia determinada.

Entonces, para construir un oscilador senoidal necesitamos emplear un amplificador con realimentación positiva. La idea es que la señal de realimentación será la entrada de mi amplificador. Si la señal de realimentación es lo suficientemente grande y tiene la fase correcta, habrá una oscilación de salida.

### 1.1 Esquema de realimentación de los Osciladores Senoidales

Recordemos el esquema general de realimentación:

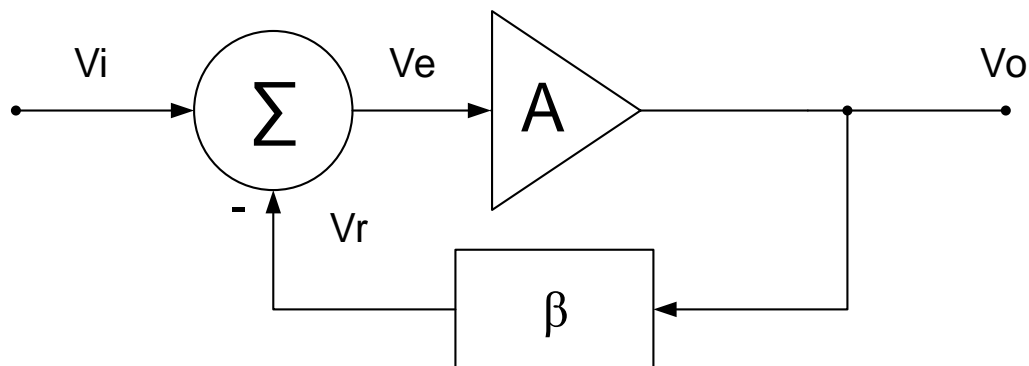


Figura 1.1

Donde:

$V_i$  = Señal de entrada

$V_o$  = Señal de salida que está siendo muestreada y escalada a través del bloque de realimentación  $\beta$  produciendo la señal de realimentación  $V_r$ .

$V_r$  = Señal de realimentación

$A$  = Ganancia del Amplificador (no confundir con la ganancia "a" a lazo abierto de un Amplificador Operacional)

$\beta$  = Coeficiente de realimentación

$V_e$  = Señal de error

$\Sigma$  = Malla sumadora

En el caso de un oscilador la entrada es cero y podemos simplificar el modelo de la siguiente forma:

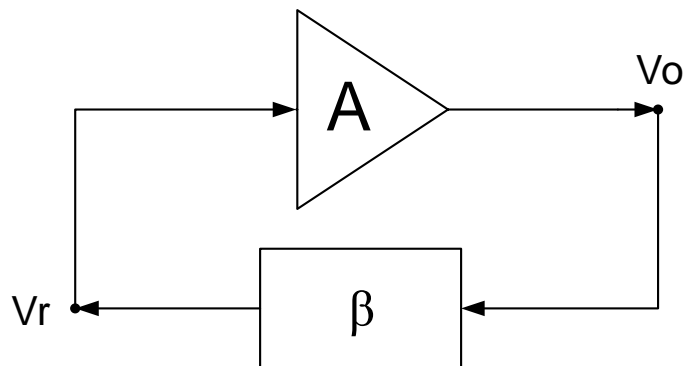


Figura 1.2

## 1.2 Ganancia de Lazo

Se abrimos la entrada del amplificador y aplicamos allí un generador de señal como se muestra en la siguiente figura:

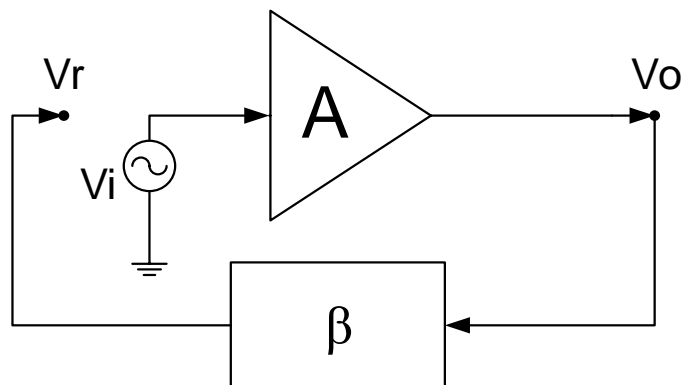


Figura 1.3

Tenemos que:

$$V_o = A \cdot V_i$$

$$V_r = \beta \cdot V_o$$

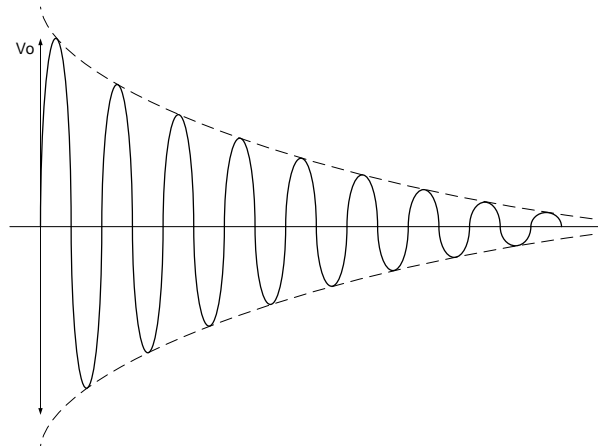
$$V_r = A \cdot \beta \cdot V_i$$

Recordemos que al término  $A \cdot \beta$  se lo denomina ganancia de lazo.

Si ahora sacamos el generador y reconectamos el circuito como en la figura 1.2; la entrada del amplificador es la señal de realimentación.

Entonces, tendremos comportamientos distintos según sea el valor de la ganancia de lazo  $A \cdot \beta$ . Se presentarán los siguientes casos posibles:

-) Si  $A \cdot \beta < 1$  ---->  $V_o$  se atenuarán en el tiempo.



*Figura 1.4*

Esto es lo que buscamos cuando queremos estabilizar un amplificador, que cualquier oscilación que surja se atenúe.

-) Si  $A \cdot \beta > 1$  ---->  $V_o$  se incrementará en el tiempo.

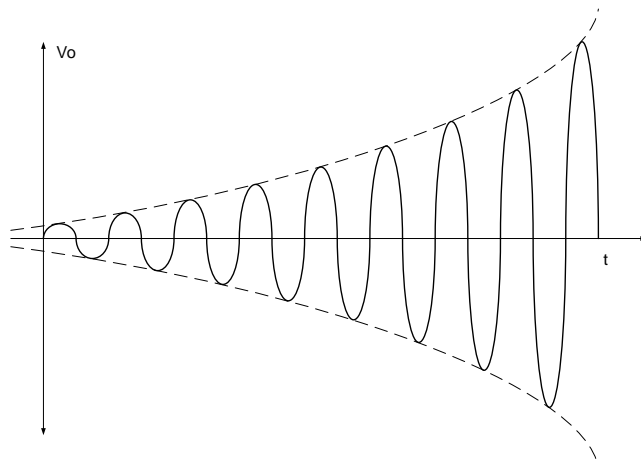


Figura 1.5

Esto llevará al amplificador a las zonas de saturación, deformando la señal de salida.

-) Si  $A \cdot \beta = 1$  --->  $V_o$  será una señal senoidal estable en el tiempo.

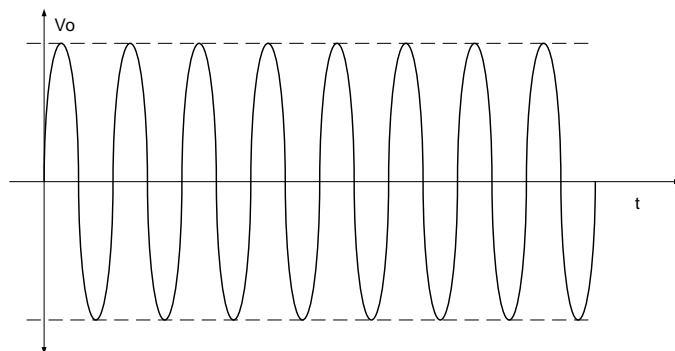


Figura 1.6

Entonces para construir un oscilador necesitó que al energizar el circuito  $A \cdot \beta > 1$  y que luego cuando la salida  $V_o$  haya crecido a la amplitud deseada la ganancia de lazo baje automáticamente y tome un valor igual a uno ( $A \cdot \beta = 1$ ).

Recordemos que  $A$  y  $\beta$  son en realidad  $A(j\omega)$  y  $\beta(j\omega)$ , es decir son funciones de la frecuencia. Con lo cual estos posibles comportamientos que hemos analizado pueden darse para un rango de frecuencias o para una frecuencia en particular.

En un oscilador voy a buscar que esto se dé solo para una frecuencia  $f_o$ , la frecuencia de oscilación que quiero tener en mi circuito.

Además de tener al energizar el circuito una ganancia de lazo mayor que uno ( $A \cdot \beta > 1$ ) debo tener una tensión inicial, una tensión de arranque que inicie las oscilaciones.

### 1.3 Tensión de Arranque

Como vimos en amplificadores operacionales las oscilaciones se inician espontáneamente debido al ruido térmico, al ruido ambiente y a los transitorios al encender el circuito.

Respecto al ruido térmico, recordemos que cada resistencia es un pequeño generador de ruido aleatorio que contiene todas las frecuencias.

Son estas señales de ruido las que serán amplificadas por el amplificador A y realimentadas a través de la red de realimentación  $\beta$ . Esta red  $\beta$  se diseña como un circuito resonante para que pase sólo una frecuencia con la fase adecuada ( $0^\circ$  o  $360^\circ$ ) y las demás sean atenuadas. De esta forma se tiene a la salida una sola frecuencia (la frecuencia de resonancia de la red  $\beta$  de realimentación).

#### **Nota:**

También voy a elegir el amplificador A con un gran ancho de banda para que no me agregue desfases adicionales a la frecuencia de oscilación y voy a sintonizar la frecuencia  $f_0$  con la red de realimentación  $\beta$ .

#### **Resumiendo:**

1) Inicialmente la ganancia del lazo debe  $A \cdot \beta > 1$  para sólo una frecuencia en la que el desfase total debe ser  $0^\circ$  o  $360^\circ$  para lograr tener una realimentación positiva de la señal.

2) Después de alcanzar cierto nivel de salida, la ganancia de lazo ( $A \cdot \beta$ ) debe disminuir a uno para tener una oscilación estable.

Esto puede lograrse de dos formas:

a) Naturalmente a medida que la señal de salida se incrementa el amplificador A comenzará a alcanzar las zonas de saturación, esto equivale a reducir su ganancia. En este caso la salida senoidal puede quedar más o menos deformada.

b) Bajando la ganancia de lazo cuando la salida tiene un valor adecuado (antes de que el amplificador A empiece a saturar) haciendo que la ganancia del lazo sea igual a uno ( $A \cdot \beta = 1$ ).

**Nota:**

Asociando todo esto con lo que vimos en las asignaturas de teoría de señales. Estos osciladores se diseñan para crear un par de polos complejos conjugados justo sobre el eje imaginario del plano complejo para mantener una oscilación senoidal sostenida.

**2. El Oscilador de Puente de Wien**

Se utilizan en el rango de frecuencias de 10 Hz a 1 MHz. Se lo utilizaba mucho en los generadores de audio frecuencia comerciales.

**2.1 Circuito Típico**

El oscilador de puente de Wien utiliza un circuito resonante en la red de realimentación  $\beta$ , como vemos en la siguiente figura:

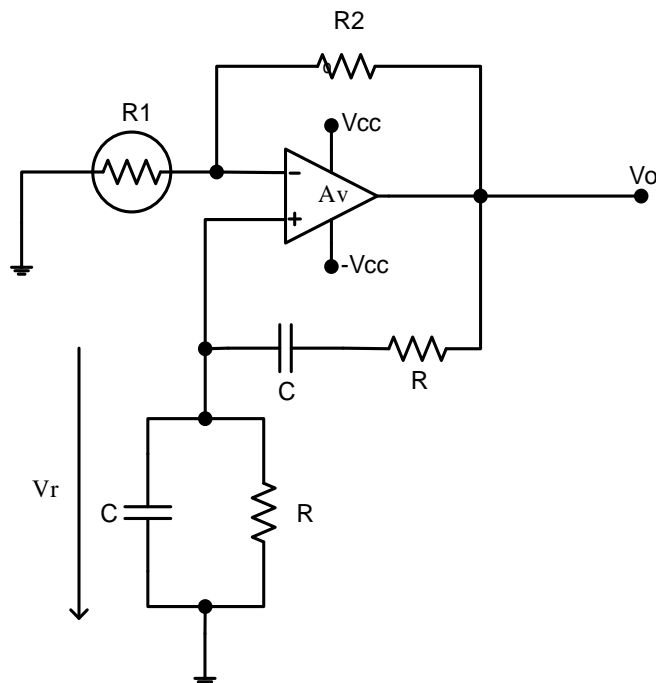


Figura 2.1

Redibujando el circuito podemos identificar fácilmente el amplificador A y la red de realimentación  $\beta$ .



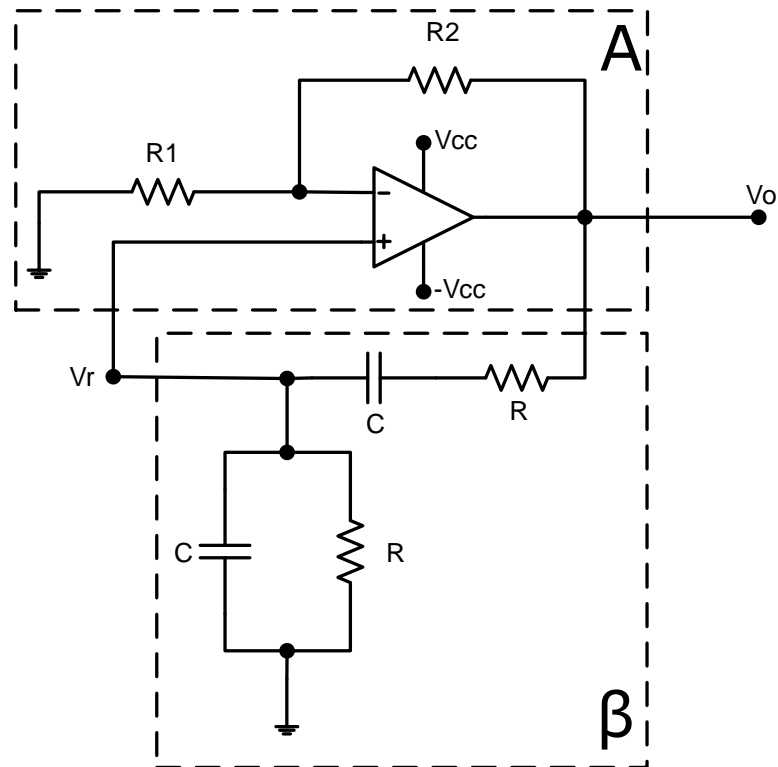


Figura 2.2

Donde vemos que A es un amplificador no inversor de ganancia:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Y la red de realimentación  $\beta$  está conformada por el siguiente circuito resonante RC:

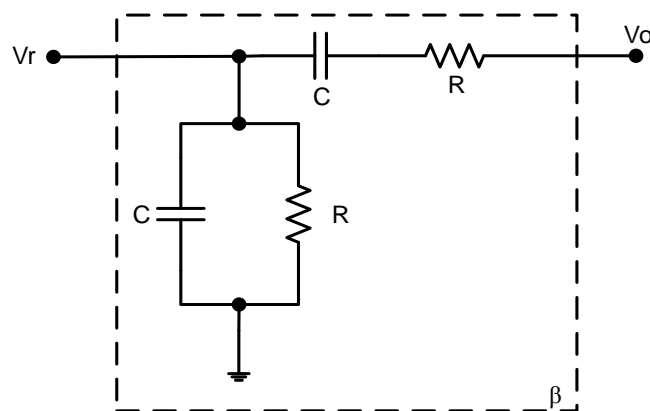


Figura 2.3

Donde:

$$V_r = V_0 \cdot \frac{(R // (-j \cdot X_c))}{(R - j \cdot X_c) + (R // (-j \cdot X_c))}$$

y

$$X_c = \frac{1}{\omega C}$$

La función transferencia resulta:

$$\beta(j\omega) = \frac{V_r}{V_0} = \frac{(R // (-j \cdot X_c))}{(R - j \cdot X_c) + (R // (-j \cdot X_c))}$$

Trabajando y simplificando la ecuación anterior podemos expresar la función transferencia en términos del módulo y fase:

$$|\beta(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{9 + \left( \frac{X_c}{R} - \frac{R}{X_c} \right)^2}}$$

$$\varnothing = \arctan \left( \frac{\left( \frac{X_c}{R} - \frac{R}{X_c} \right)}{3} \right)$$

Vemos que el modulo tiene un máximo y la fase se hace cero (  $\varnothing = 0$  ), cuando:

$$\left( \frac{X_c}{R} - \frac{R}{X_c} \right) = 0$$

Es decir, cuando:

$$R = X_c = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}$$

Es decir, para:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

tenemos la frecuencia de resonancia del circuito.

Donde:

$$|\beta(j\omega)| = \frac{1}{3} \quad y \quad \angle = 0$$

Podemos graficar el diagrama de Bode de módulo y fase de la red  $\beta(\beta(j\omega))$ :

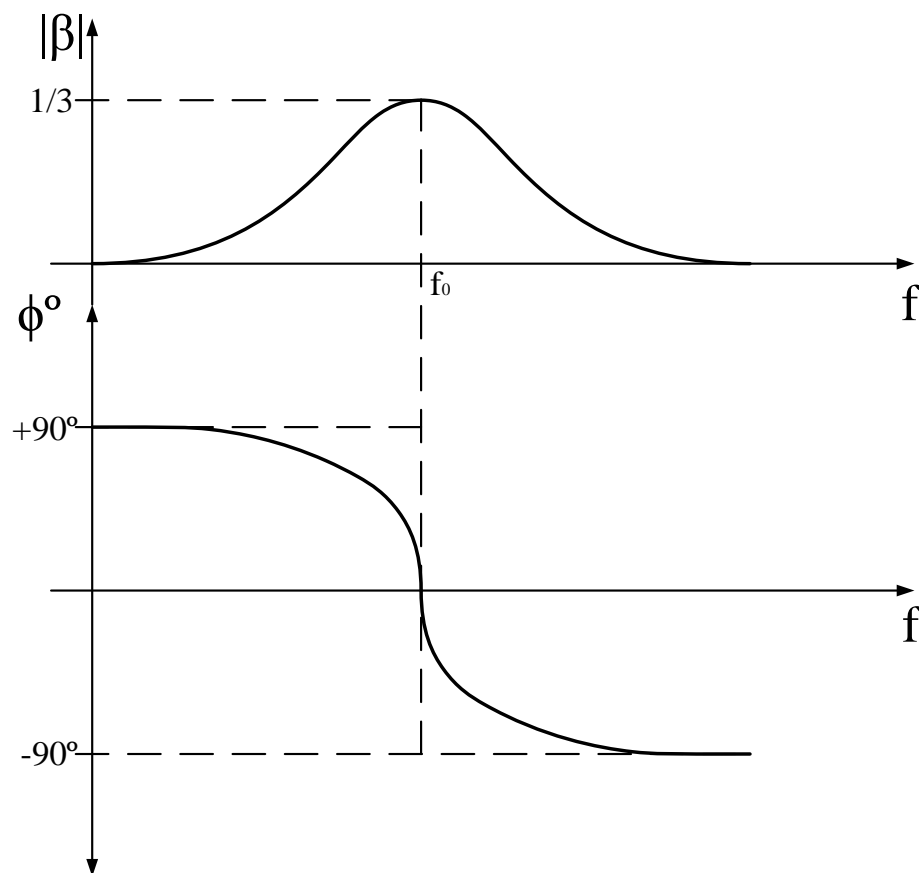


Figura 2.4

En el diagrama de Bode podemos observar la frecuencia de resonancia  $f_0$  para un desfase igual a cero.

Vemos como la fase del circuito varía de  $+90^\circ$  a  $-90^\circ$ , razón por la cual a este circuito a veces se lo llama de retardo adelanto.

Analizando el circuito intuitivamente vemos que a bajas frecuencias el capacitor en serie se comporta como un circuito abierto por lo tanto la salida  $V_r$  será cero. A altas frecuencias el capacitor en paralelo se comporta como un cortocircuito, por lo tanto, la salida  $V_r$  también será cero.

Entre estos extremos la salida  $V_r$  alcanza un valor máximo, precisamente para la frecuencia de resonancia  $f_0$  del circuito. Para esta frecuencia la realimentación alcanza su valor máximo, como vemos en el diagrama de Bode.

## 2.2 Análisis del funcionamiento:

Como sabemos el circuito debe diseñarse para que la ganancia de lazo sea mayor que uno ( $T = A \cdot \beta > 1$ ) para la frecuencia de resonancia (frecuencia de oscilación del circuito) donde sabemos que la realimentación es máxima.

Entonces:

$$T(f_0) = A \cdot \beta(f_0) = \frac{1}{3}A > 1 \Rightarrow A > 3$$

Esto dará inicio a las oscilaciones (recordemos la realimentación positiva) cuando se encienda la fuente de alimentación del circuito.

Ahora que el circuito tiene una oscilación creciente, de frecuencia  $f_0$  debo estabilizar la amplitud de la salida para que no se produzcan recortes por la saturación del amplificador operacional. Esta es la razón por la cual R1 es una lámpara de filamento de tungsteno de baja potencia. Cuando se enciende el circuito, el filamento está frío y tiene una resistencia baja. A medida que la amplitud de las oscilaciones se incrementa la lámpara de tungsteno aumenta ligeramente su temperatura y su resistencia aumenta.

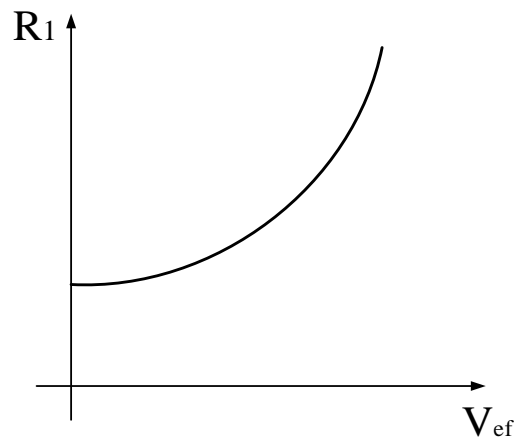


Figura 2.5

Recordemos que  $A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ , al aumentar  $R_1$  disminuye la ganancia  $A$  y esto estabiliza la ganancia de lazo en uno ( $T = A \cdot \beta = 1$ ); estabilizando de esta forma la amplitud de las oscilaciones antes que sature el amplificador operacional.

El siguiente circuito nos da un ejemplo práctico de este tipo de oscilador:

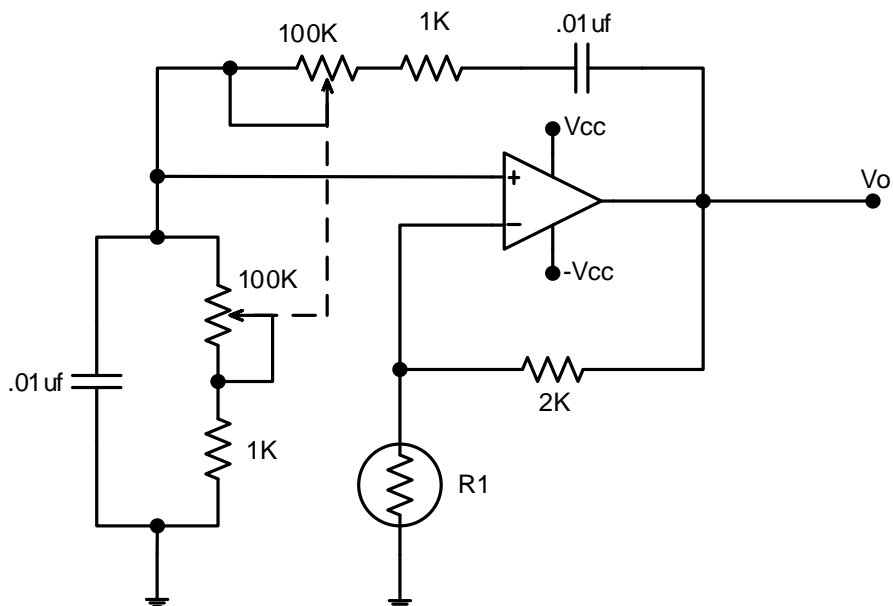


Figura 2.6

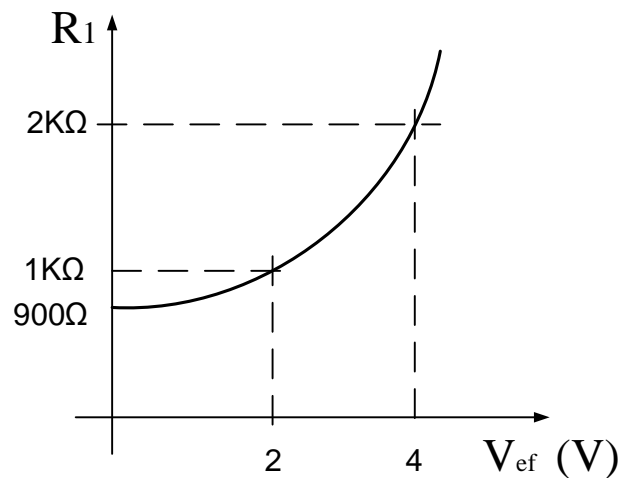


Figura 2.7

La frecuencia de resonancia puede variar con el potenciómetro doble de 100 KΩ desde:

$$R=101\text{ k}\Omega \Rightarrow f_{MIN} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 101\text{ k}\Omega \cdot 0,01\text{ }\mu\text{F}} = 157,5\text{ Hz}$$

$$R=1\text{ k}\Omega \Rightarrow f_{MAX} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 1\text{ k}\Omega \cdot 0,01\text{ }\mu\text{F}} = 15,9\text{ KHz}$$

Al encender el circuito  $R_1 = 900\text{ }\Omega$ , con lo cual

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{2\text{ k}\Omega}{0,9\text{ k}\Omega} = 3,22 > 3$$

Es decir tenemos que  $A = 3,22 > 3$  esto hace que se inicien las oscilaciones.

Luego cuando la amplitud crece y se calienta la lámpara, con lo cual  $R_1$  aumenta hasta 1 KΩ.

Entonces:  $A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3$

Lo que equivale a  $T = A\beta = 1$

Es decir, la oscilación se estabilizará y permanecerá constante, para una tensión eficaz sobre la lámpara de 2 V. Con lo cual pudo calcular la tensión de salida que obtendré:

$$I_{R_{1ef}} = \frac{V_{R_{1ef}}}{R_1} = \frac{2 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ mA}$$

$$V_{0ef} = I_{R_{1ef}} \cdot (R_1 + R_2) = 2 \text{ mA} \cdot 3 \text{ k}\Omega = 6 \text{ V}$$

$$\hat{V}_0 = \sqrt{2} \cdot V_{0ef} = \sqrt{2} \cdot 6 \text{ V} = 8,48 \text{ V}$$

$$\hat{V}_0 = 8,48 \text{ V}$$

### Nota 1:

Es importante hacer notar la gran pureza armónica de la senoide de salida de este circuito. No obstante, la amplitud de salida es sensible a la temperatura del ambiente en el que se encuentre la lámpara de tungsteno, R1.

### Nota 2:

El amplificador A debe tener una frecuencia de corte mucho mayor que la frecuencia de resonancia  $f_0$  de la red  $\beta$  para que no introduzca ningún desfase adicional que haga desplazar la oscilación de la frecuencia de resonancia  $f_0$ . Recordemos que para  $f_0$  la fase total de la ganancia de lazo debe ser cero para tener realimentación positiva.

Recordemos que la frecuencia de corte del amplificador A será la  $f_B$  del amplificador operacional realimentado, según vimos cuando estudiamos el tema de AO ( $A \cdot f_B = f_T$ ). Así mismo el AO que elijamos para el diseño de un oscilador de puente de Wien deberá cumplir con los requisitos de tener un Slew Rate mínimo suficiente y como dijimos antes con un ancho de banda mínimo para cumplir con las necesidades de su máxima frecuencia de oscilación.

## 2.3 Limitador de Amplitud con Diodos

Una forma de limitar la amplitud en el oscilador del puente de Wien, en vez de usar una lámpara de tungsteno es mediante el uso de diodos como se muestra en el siguiente circuito:

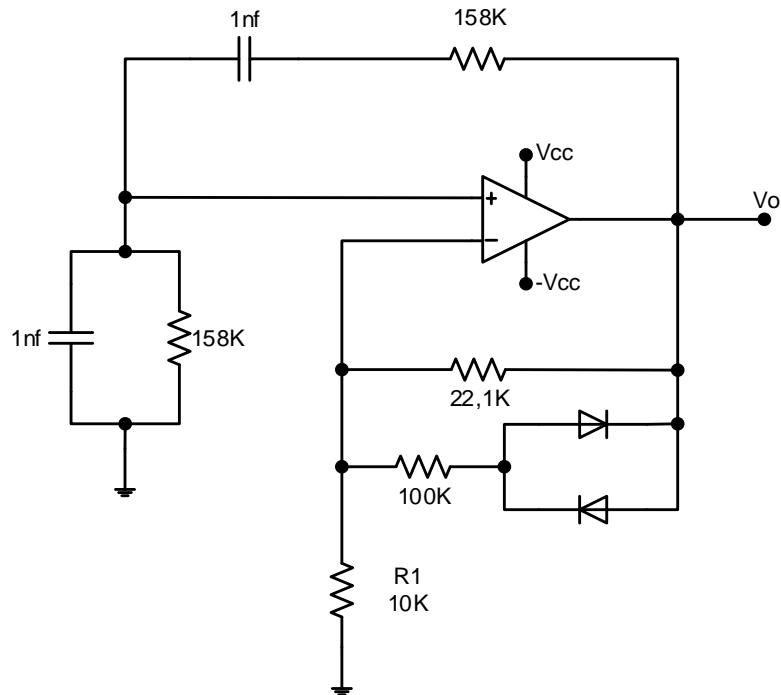


Figura 2.8

Al encender el circuito e iniciarse las oscilaciones, la amplitud de la salida es pequeña, entonces los diodos están cortados y la rama de la resistencia de 100 K está abierta.

Entonces:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{22,1 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = 3,21 > 3$$

Es decir:

$$T(jf_0) = A\beta = 3,21 \cdot \frac{1}{3} = 1,07 > 1$$

Lo que confirma que se iniciaran las oscilaciones.

Al aumentar la amplitud de la salida  $V_o$  los diodos entrarán gradualmente en conducción en la parte superior de los ciclos de la senoide.



Si consideramos que conducen todo el ciclo:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{(22,1 \text{ k}\Omega // 100 \text{ k}\Omega)}{10 \text{ k}\Omega} = 2,81 < 3$$

Es decir:

$$T(jf_0) = A\beta = 2,81 \cdot \frac{1}{3} = 0,937 < 1$$

Lo cual tiende a atenuar las oscilaciones.

Como los diodos conducen parte del ciclo, en realidad las oscilaciones se estabilizarán en algún punto intermedio en el que en promedio:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3$$

Es decir:

$$T(jf_0) = A\beta = 1$$

Se verifica prácticamente que la salida  $V_o$  se estabilizará para una amplitud de aproximadamente 1,5 V de pico ( $\hat{V}_0 = 1,5 \text{ V}$ ).

Este análisis que acabamos de realizar tiene carácter puramente intuitivo; ya que el concepto de la función transferencia es válida para circuitos lineales. Éste circuito es no lineal, o en todo caso seccionalmente lineal, debido a la presencia de los diodos.

Por lo cual el concepto de la función transferencia se aplica sólo en un sentido incremental, para una comprensión intuitiva del funcionamiento.

Es importante hacer notar que la pureza armónica de la senoide de salida es menor en este circuito que en el circuito tradicional del puente Wien con la lámpara de tungsteno.

## 2.4 Oscilador del puente de Wien con FET

Otra alternativa al uso de la lámpara de tungsteno es utilizar un FET como resistencia variable con la tensión, como vemos en el siguiente circuito:

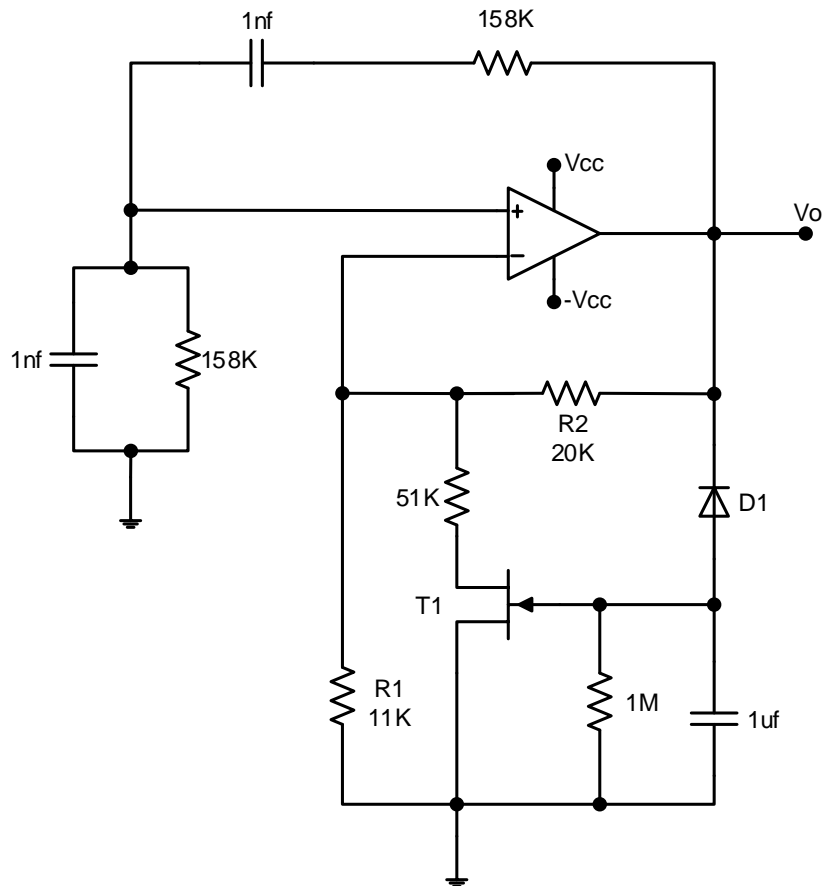


Figura 2.9

Como vemos la amplitud de la salida del circuito es rectificadora y filtrada a través del diodo y el capacitor de 1  $\mu\text{F}$  para controlar con esta señal la tensión de compuerta del FET.

Al encender el circuito la salida es cero, entonces el capacitador de 1  $\mu\text{F}$  está descargado, entonces la tensión de compuerta es cero ( $V_{GS} = 0$ ) y el FET tiene su menor resistencia, por lo que:

$$A \cong 1 + \frac{R_2}{R_1} \cong 1 + \frac{20 \text{ k}\Omega}{(11 \text{ k}\Omega // 51 \text{ k}\Omega)} = 3,21 > 3$$

Por lo cual se iniciarán las oscilaciones.

Al aumentar la amplitud de salida  $V_o$  se incrementa el valor negativo de la tensión de compuerta ( $V_{GS}$ ) por lo cual la resistencia del FET se incrementa paulatinamente.

Estando el FET totalmente cortado para una tensión de compuerta mayor que la tensión de Pinch-off (  $|V_{GS}| > |V_P|$  ), su resistencia es infinito  $R_{fet} = \infty$ .

Entonces:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{20 \text{ k}\Omega}{11 \text{ k}\Omega} = 2,82 < 3$$

Lo cual atenuará las oscilaciones.

En conclusión, cuando la resistencia del FET sea tal que:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{20 \text{ k}\Omega}{(11 \text{ k}\Omega // (51 \text{ k}\Omega + R_{fet}))} = 3$$

En este punto la amplitud de la oscilación de salida se estabilizará y permanecerá constante.

Recordemos la gran dispersión de parámetros que presentan los FET, lo que nos advierte sobre las dificultades que presenta la implementación práctica de este circuito.

## 2.5 Otra mirada al Oscilador de Puente de Wien

Podemos también pensar el circuito del oscilador de puente de Wien con los criterios con los que tradicionalmente analizábamos un circuito con amplificadores operacionales.

Entonces dado el siguiente circuito (oscilador de puente Wien):

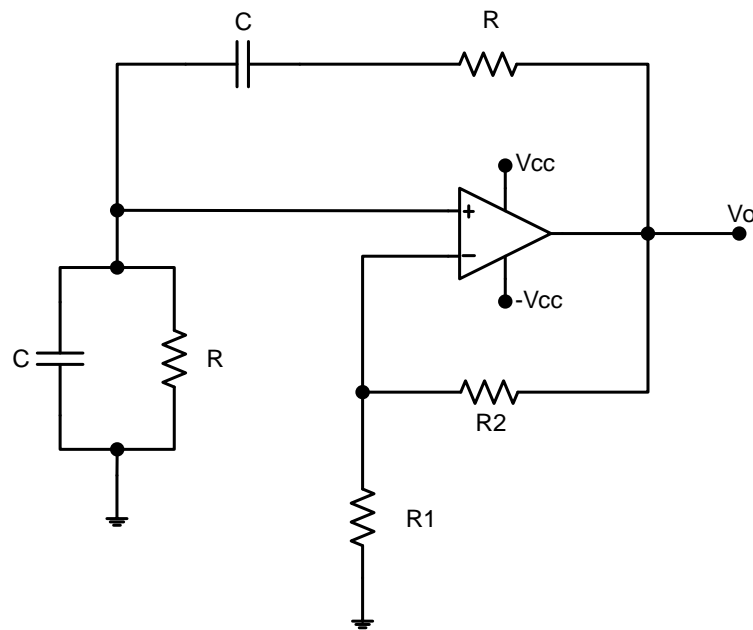


Figura 2.10

Vemos que tenemos un circuito con doble realimentación, positiva y negativa a la vez.

Sabemos que va a ser estable si predomina la realimentación negativa sobre la positiva.

Es decir, si:

$$\Delta V^- > \Delta V^+$$

Entonces tenemos que:

$$V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_0$$

$$V^+ = \frac{(R // \frac{1}{j\omega C})}{((R // \frac{1}{j\omega C}) + R + \frac{1}{j\omega C})}$$

En resonancia tenemos la amplitud máxima de salida. Entonces para la frecuencia de resonancia  $V^+$  es máxima y vale:

$$V^+ = \frac{1}{3} \cdot V_0$$

Entonces cuando:

$$V^+ > V^-$$

El circuito es inestable. Es decir:

$$\frac{1}{3}V_0 > \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_0 \quad \therefore \quad 1 + \frac{R_2}{R_1} > 3$$

Es decir, la misma conclusión que obteníamos formalmente estudiando la ganancia de lazo.

Igualmente, la oscilación estable se produce para:

$$V^- = V^+ \Rightarrow 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3$$

Y el circuito se vuelve estable para:

$$V^- > V^+ \Rightarrow 1 + \frac{R_2}{R_1} < 3$$

### 3. Osciladores a Cristal

Los osciladores a cristal presentan la ventaja de su gran exactitud y estabilidad en su frecuencia de oscilación. A lo largo de este capítulo veremos el porqué de esta estabilidad y exactitud.

Estudiaremos primero el modelo del cristal de cuarzo.

#### 3.1 Cristales de cuarzo

Los cristales de cuarzo presentan un efecto piezoeléctrico. Cuando se les aplica una tensión alterna de frecuencia  $f$ , vibran a esta frecuencia. Inversamente, si mecánicamente se los obliga a vibrar generan una tensión alterna de la misma frecuencia.

#### 3.2 Cortes del cristal:

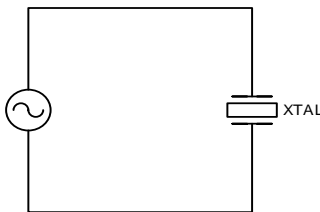
La forma natural de los cristales de cuarzo es la de un prisma hexagonal con pirámides en los extremos.

Para su utilización en electrónica, el cristal de cuarzo se corta en láminas delgadas y estas láminas se montan entre placas de metal.

Existen diferentes formas de cortar un cristal de cuarzo y dependiendo del ángulo de corte respecto al eje del cristal las láminas así obtenidas presentan distintas propiedades sobre las que desde el punto de vista del usuario del cristal no es necesario profundizar.

#### 3.3 Frecuencia fundamental y sobretonos:

Si ensayamos un cristal conectándolo a un generador de señal como se muestra en la siguiente figura:



*Figura 3.1*

Y ahora hacemos un barrido de frecuencia, detectamos que la vibración del cristal alcanza un valor máximo para una frecuencia, su frecuencia de resonancia. A esa frecuencia se la llama frecuencia fundamental y está dada por la siguiente fórmula:

$$f = k/t$$

Donde:

K : es una constante que desprende entre otros factores del corte del cristal.

t : es el espesor de la lámina.

También encontraremos otros máximos menores llamados sobretonos. Generalmente en múltiplos de la frecuencia fundamental  $f_0$  ( $2 f_0$ ,  $3 f_0$ , ...).

Dado que la frecuencia fundamental es inversamente proporcional al espesor existe un límite práctico a la máxima frecuencia que podemos alcanzar, ya que la lámina se vuelve demasiado frágil y puede romperse debido a las vibraciones. Por esta razón, para alcanzar más altas frecuencias, a veces los fabricantes de cristales los utilizan en los sobretonos.

### Nota:

En los osciladores a cristal lo importante es su exactitud y estabilidad en frecuencia y no la pureza armónica de la onda senoidal ya que esta normalmente se cuadra para utilizarla como una onda cuadrada.

### 3.4 Circuito equivalente en señal:

El circuito equivalente de un cristal, cuando no está vibrando, es el de una capacidad ( $C_m$ ). Esta capacidad es la del encapsulado, ya que solo tengo dos placas metálicas y un dieléctrico (el cristal de cuarzo).

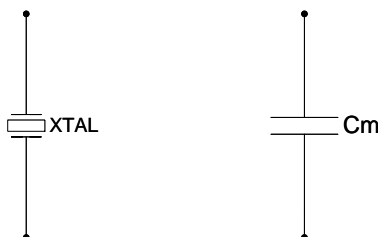
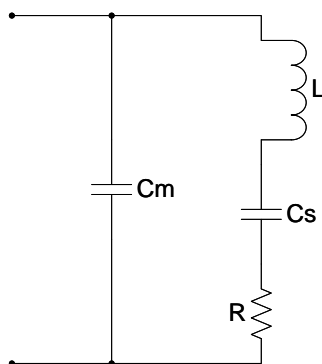


Figura 3.2

Así no nos resulta útil, pero cuando está vibrando, el circuito equivalente se vuelve más complejo. Se transforma en un circuito sintonizado.

Cuando el cristal vibra a su frecuencia de resonancia o cerca de ella el modelo es el siguiente:



*Figura 3.3*

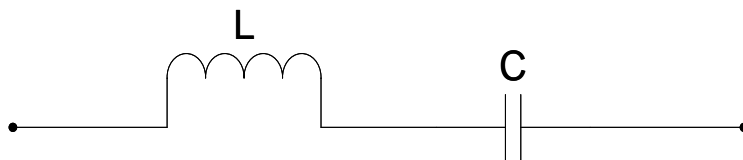
Los valores de estos parámetros ( $C_m$ ,  $L$ ,  $C_s$ ,  $R$ ), dependen del corte, el espesor, y el montaje del cristal.

Para dar una idea de magnitud, unos valores típicos para estos parámetros pueden ser:

$$C_m = 10\text{pF} \quad L = 3\text{ Hy} \quad R = 2\text{ K}\Omega \quad C_s = 0,05\text{ pF}$$

Recordemos brevemente los circuitos resonantes básicos (serie y paralelo).

### **Circuito Resonante Serie LC:**



*Figura 3.4*



Donde:

$$Z(s) = sL + \frac{1}{sC}$$

O

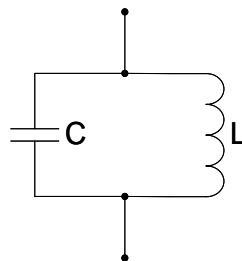
$$Z(j\omega) = j(\omega L - \frac{1}{\omega C})$$

La frecuencia de resonancia del circuito serie se produce cuando la impedancia se hace cero, es decir, cuando:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad \text{luego} \quad \omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\boxed{f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}} \quad \text{Frecuencia de Resonancia Serie}$$

### Circuito Resonante Paralelo LC:



*Figura 3.5*

Donde:

$$z(s) = \frac{1}{sC + \frac{1}{sL}}$$

o

$$z(j\omega) = \frac{1}{j(\omega C - \frac{1}{\omega L})}$$

La frecuencia de resonancia del circuito paralelo se produce cuando la impedancia se hace infinito

Es decir, cuando:

$$\omega C - \frac{1}{\omega L} = 0 \quad \text{luego} \quad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\boxed{f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}} \quad \text{Frecuencia de Resonancia Paralelo}$$

Por simplicidad hemos considerado circuitos ideales, sin resistencia.

Volviendo al circuito equivalente del cristal vemos que es una combinación de estos circuitos.

Si graficamos su impedancia en función de la frecuencia, graficando solo la componente imaginaria para una mejor comprensión conceptual del tema, resulta:

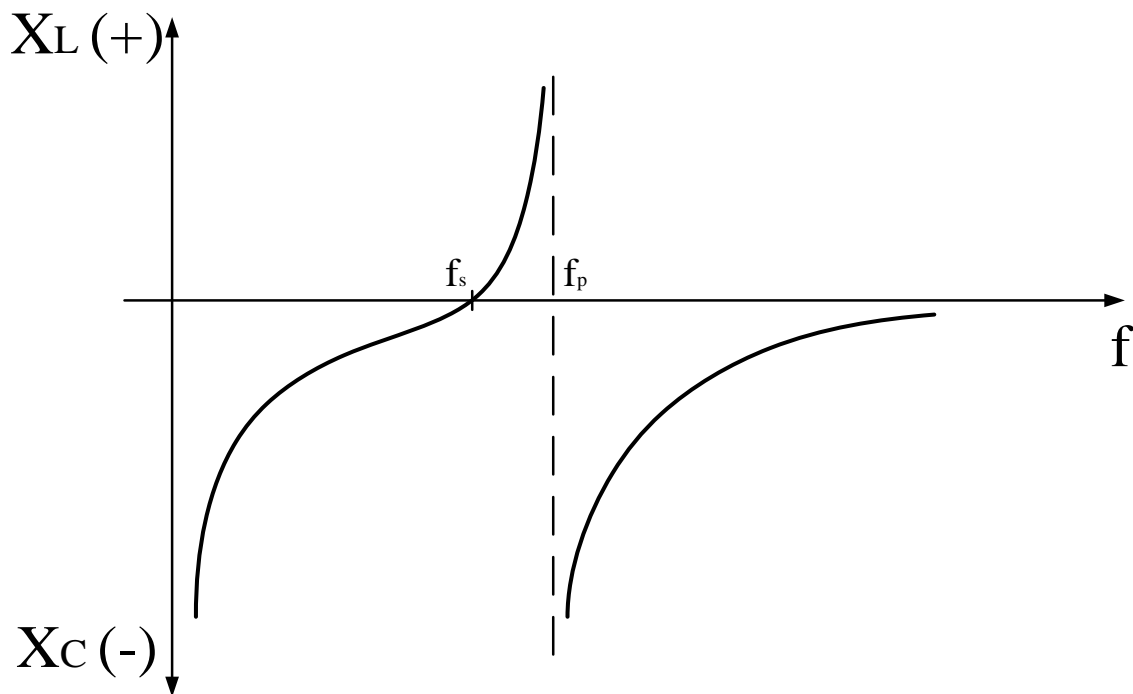


Figura 3.6

Donde vemos una frecuencia de resonancia serie donde la corriente de la rama RLCs alcanza su valor máximo (esto se da para el valor mínimo de la impedancia, en este valor el cristal se comporta como una resistencia).

El valor de la frecuencia de resonancia serie está dado por:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}} \quad \text{Frecuencia de resonancia serie}$$

También vemos una frecuencia de resonancia paralelo donde la impedancia se hace infinito:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_L}} \quad \text{Frecuencia de resonancia paralelo}$$

Donde  $C_L$  es la capacidad del lazo, es igual a la capacidad de la serie de  $C_m$  y  $C_s$

$$C_L = \frac{C_m C_s}{C_m + C_s}$$

Donde  $C_L$  será menor que la menor de estas capacidades.

Dado que  $C_s \ll C_m$ , la capacidad del lazo  $C_L$  nos da una capacidad ligeramente menor a  $C_s$ , con lo cual la  $f_p$  es ligeramente mayor que  $f_s$ , como vemos en la figura 3.6, pero muy próxima a ella.

Veremos luego, cuando veamos un circuito de aplicación, como la frecuencia de oscilación se ubicará muy próxima a estas dos frecuencias ( $f_s$  y  $f_p$ ), más precisamente entre  $f_s$  y  $f_p$ .

### 3.5 Estabilidad en frecuencia:

La deriva de frecuencia del cristal es muy baja. Esta se debe principalmente a la temperatura y al envejecimiento.

La deriva en el tiempo es muy pequeña, en general es menor que 1 ppm por día.

Cuando se necesitan patrones muy estables de frecuencia se utilizan cristales en hornos de temperatura controlada donde además de estabilizar el cristal por temperatura se logra mejorar la estabilidad en el tiempo a valores del orden de 1 parte por  $10^{10}$  por día.

### 3.6 Q del cristal (factor de calidad):

El Q del cristal puede considerarse como una medida de eficiencia y estabilidad que puedo obtener con el cristal. Cuanto mayor sea el Q del cristal menor será la separación entre las frecuencias  $f_s$  y  $f_p$  (a veces se denomina a esta diferencia ancho de banda del cristal).

Es decir, más acotada y más estable será la frecuencia de oscilación del cristal.

Si  $Q \rightarrow \infty$  la frecuencia de oscilación tiende a un único valor.

En un circuito tanque LC tradicional donde sus componentes son discretos tenemos grandes dispersiones de fabricación por lo que la frecuencia de oscilación ( $f$  de resonancia) no se puede controlar con precisión.

En cambio, en un cristal, L y C quedan determinados exactamente por el corte y el montaje del cristal, con lo cual se logra una muy pequeña dispersión de fabricación.

Además, el  $Q$  que podemos lograr con un circuito tanque LC es del orden de 2000, mientras que con un cristal tenemos fácilmente valores de  $Q$  del orden de 10000.

### 3.7 Circuito típico: Oscilador Paralelo

Veremos a continuación el circuito típico más utilizado en la práctica, el oscilador paralelo, que además nos permitirá alcanzar una mejor comprensión del funcionamiento del cristal.

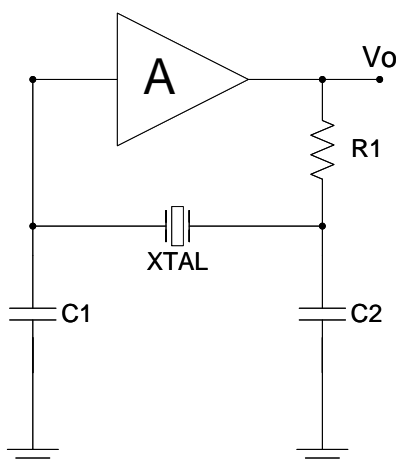


Figura 3.7

La resistencia  $R1$  permite controlar la potencia que se entrega al cristal. Con un valor adecuado de  $R1$ , podemos mejorar la forma de onda y la amplitud de la oscilación de la salida  $V_o$ .

Este ajuste se realiza en forma práctica y depende del cristal elegido, del elemento amplificador  $A$ , y de  $C1$  y  $C2$ .

Algunas veces  $R1$  puede no estar presente como un componente discreto, en ese caso, su función será cumplida por la impedancia de salida del amplificador  $A$  que se haya elegido como elemento activo.

En la figura 3.8 vemos el circuito de la red de realimentación, donde reemplazamos el cristal por su modelo en señal.

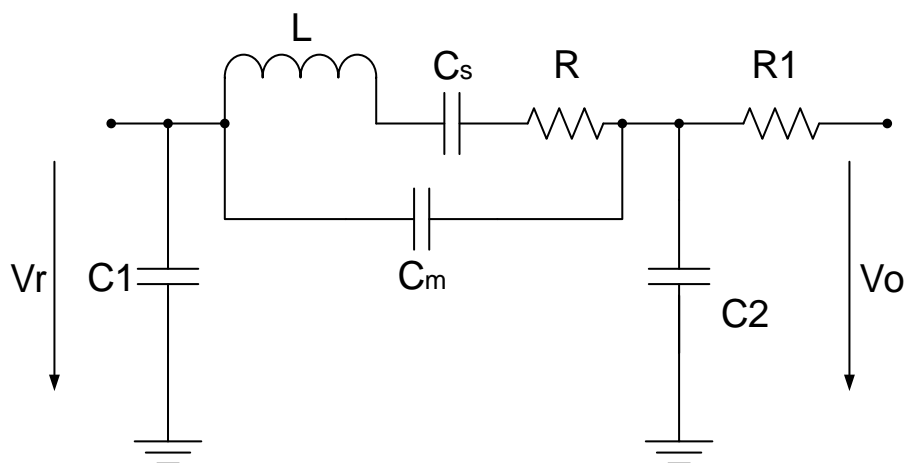


Figura 3.8

Para tener una mejor comprensión conceptual del tema analizaremos la red de realimentación suponiendo que  $R = 0\Omega$ . Con esta suposición el circuito de la red de realimentación nos queda:

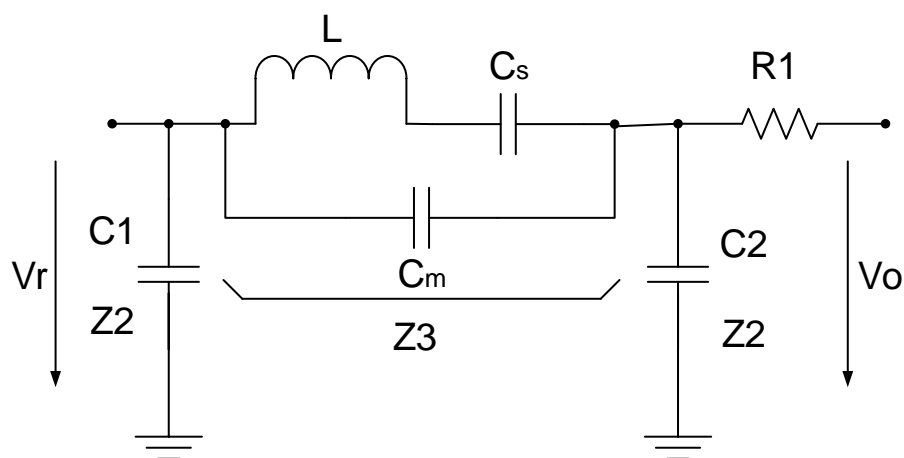


Figura 3.9

En este circuito calculemos la función transferencia  $V_r = f(V_o)$   
 Generalizamos el análisis llamando a las impedancias  $Z_1$ ,  $Z_2$  y  $Z_3$

$$V_r = \frac{Z_p}{Z_p + R_1} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \cdot V_o$$

Donde  $Z_p$  es el paralelo de  $Z_2$  y  $(Z_1 + Z_3)$

$$Z_p = \frac{Z_2 \cdot (Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

luego

$$\frac{V_r}{V_o} = \frac{\frac{Z_2 \cdot (Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}}{\frac{Z_2 \cdot (Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} + R_1} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3}$$

$$\frac{V_r}{V_o} = \frac{\frac{Z_2 \cdot (Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}}{\frac{Z_2 \cdot (Z_1 + Z_3) + R_1(Z_1 + Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3}$$

$$\frac{V_r}{V_o} = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_2 \cdot (Z_1 + Z_3) + R_1(Z_1 + Z_2 + Z_3)}$$

Las impedancias son reactancias puras de la forma  $Z_m = j X_m$ , entonces resulta:

$$\frac{V_r}{V_o} = \frac{jX_1 \cdot jX_2}{jX_2 \cdot (jX_1 + jX_3) + R_1(jX_1 + jX_2 + jX_3)}$$

$$\frac{V_r}{V_o} = \frac{-X_1 \cdot X_2}{-X_2 \cdot (X_1 + X_3) + jR_1(X_1 + X_2 + X_3)}$$

Vemos que para que la función transferencia sea real y tener un desfase de  $0^\circ$  (o  $180^\circ$  dependiendo de los signos de  $X_1$ ,  $X_2$  y  $X_3$  , generalizando el análisis), debe ser:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

Es decir

$$X_3 = -(X_1 + X_2)$$

En nuestro caso

$$z_1 = \frac{1}{j\omega C_1} = -j \cdot \frac{1}{\omega C_1} = j \cdot \left( \frac{-1}{\omega C_1} \right)$$

luego

$$X_1 = \frac{-1}{\omega C_1}$$

Igualmente

$$X_2 = \frac{-1}{\omega C_2}$$

luego

$$X_3 = -\left( \frac{-1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_2} \right) = \frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_2}$$

$$X_3 = \frac{1}{\omega} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) = \frac{1}{\omega C_{eq}}$$

Donde  $C_{eq}$  es la serie de  $C_1$  y  $C_2$ :

$$C_{eq} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Es decir, el punto donde la impedancia del cristal  $X_3$  sea igual a  $\frac{1}{\omega C_{eq}}$  se dará la frecuencia de oscilación del circuito.

Podemos plantearnos resolver el problema gráficamente ya que tenemos la curva de la impedancia del cristal.



Graficamos a continuación la componente reactiva del cristal (trazo continuo) y la reactancia equivalente de C1 y C2 (en línea de trazos).

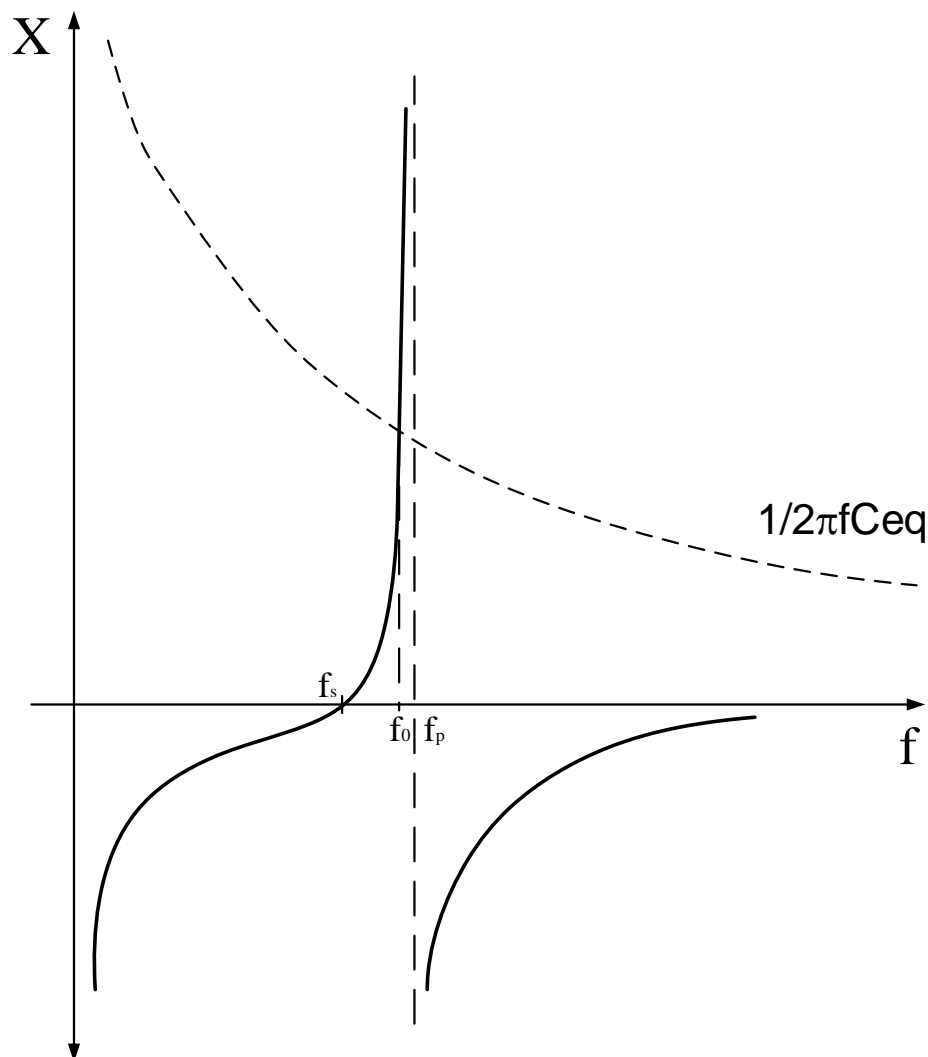


Figura 3.10

Como vemos la frecuencia de oscilación  $f_o$  se encuentra entre  $f_s$  y  $f_p$ . Recordemos que  $f_s$  y  $f_p$  son dos frecuencias muy próximas que dependen solo de las características del cristal.

Por lo tanto, la frecuencia de oscilación queda determinada por el cristal. Los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  solo producen una muy pequeña variación de esta frecuencia, como dijimos al comienzo del tema.

Veamos un ejemplo de cristal de 90 KHz, éste tiene los siguientes parámetros:

$L=135 \text{ H}\mu$      $C_s= 0,0235 \text{ pF}$      $R=15\text{K}\Omega$      $C_m= 3,5 \text{ pF}$

Por lo tanto,  $f_s = 89,355 \text{ Hz}$  y  $f_p = 89,654 \text{ Hz}$

Tengo una diferencia entre  $f_s$  y  $f_p$  de solo el 0,33%.

Es decir que, aunque variara  $C_1$  y  $C_2$  de 0 a  $\infty$  solo podría producir una variación de la frecuencia como máximo del 0,33%.

Por supuesto, esto también contribuye a la estabilidad de la frecuencia debido a variaciones en las capacidades  $C_1$  y  $C_2$ , ya sea por temperatura o envejecimiento.

Y como ya dijimos, los parámetros del cristal dependen exclusivamente del corte y del montaje del cristal de cuarzo que se logra con mucha precisión. Razón por la cual la frecuencia de oscilación de un oscilador a cristal resulta tan precisa y estable.

Como siempre podemos plantear la ganancia de lazo a la frecuencia de oscilación en  $f_o$ :

$$\frac{V_r}{V_o} = \frac{-X_1 X_2}{-X_2(X_1 + X_3)} = \frac{X_1}{X_1 + X_3} = \frac{-X_1}{X_2}$$

Luego la ganancia de lazo será:

$$T(f_o) = -A \frac{X_1}{X_2}$$

Como vemos el amplificador  $A$  debe ser necesariamente un inversor, es decir  $A < 0$ , para tener un desfase de  $0^\circ$ .

Además, debe ser:

$$|A| \cdot \frac{X_1}{X_2} > 1$$

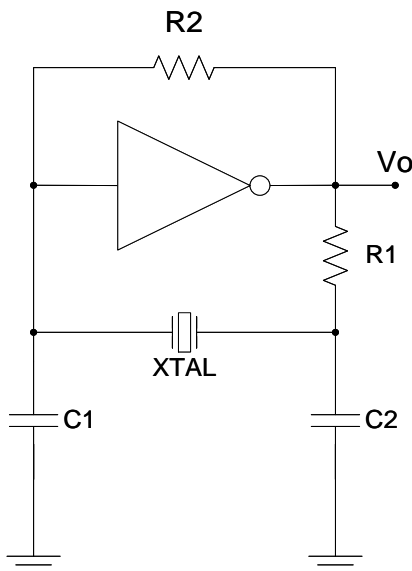
Como normalmente  $C_1 = C_2$  solo tengo que tener ganancia mayor que 1 para iniciar las oscilaciones  $|A| > 1$ , condición que se cumple con holgura con cualquier amplificador con que se implemente el circuito de la figura 3.7.

Luego, la estabilización de la amplitud se produce naturalmente. A medida que la salida se incrementa el amplificador  $A$  comenzará a alcanzar las zonas de saturación. Esto equivale a reducir su ganancia hasta que  $A=1$ .

La salida senoidal puede quedar más o menos deformada, pudiendo hacerle un ajuste práctico sobre el circuito a través de  $R_1$ ,  $C_1$  y  $C_2$ .

A continuación, veremos un circuito práctico para implementar el amplificador  $A$ .

### 3.8 Circuito práctico de un Oscilador Paralelo:



*Figura 3.11*

El circuito utiliza un inversor CMOS como componente activo donde la resistencia R2 se utiliza para polarizarlo en su región lineal de operación (provee la realimentación negativa necesaria para estabilizarlo en la zona lineal).

Valores típicos para R2 están en el orden de  $8,2\text{ M}\Omega$  a  $10\text{ M}\Omega$ .

La resistencia R1 permite controlar la potencia que se entrega al cristal y además con un adecuado valor de R1 podemos mejorar la forma de onda de salida.

Valores típicos de R1 están en el orden de  $470\Omega$  a  $2200\Omega$ .

Variando los capacitores C1 y C2 puedo lograr muy pequeñas variaciones en la frecuencia de oscilación, es decir, puedo hacer un ajuste fino de la frecuencia entre los valores muy próximos de  $f_s$  y  $f_p$ , como podemos observar gráficamente en la figura 3.10.

## Apéndice 1:

### Osciladores LC:

En general se puede representar el esquema de un oscilador LC con la siguiente estructura básica:

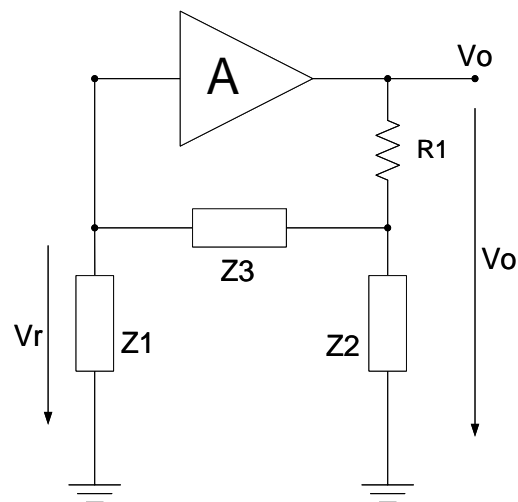


Figura A-1

Donde la red  $\beta$  de realimentación nos queda

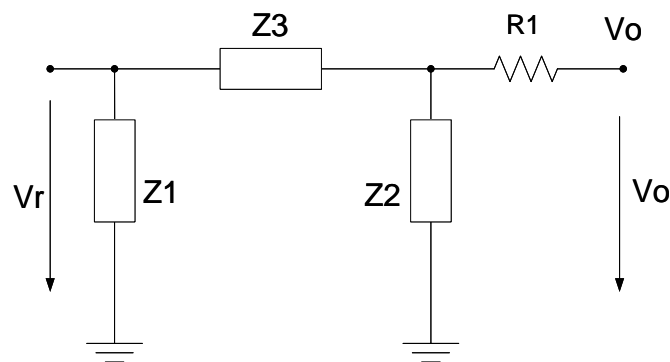


Figura A-2

Luego

$$V_r = \frac{Z_p}{Z_p + R_1} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} V_o$$

Donde

$$Z_p = \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

Luego

$$V_r = \frac{\frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}}{\frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} + R_1} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} V_o$$

$$V_r = \frac{\frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}}{\frac{Z_2(Z_1 + Z_3) + R_1(Z_1 + Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} V_o$$

$$\frac{V_r}{V_o} = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_2(Z_1 + Z_3) + R_1(Z_1 + Z_2 + Z_3)}$$

Si las impedancias  $Z_1, Z_2, Z_3$  son reactancias puras  $Z_n = j X_n$   
 Resulta:

$$\frac{V_r}{V_o} = \frac{jX_1 \cdot jX_2}{jX_2(jX_1 + jX_3) + R_1(jX_1 + jX_2 + jX_3)}$$

$$\frac{V_r}{V_o} = \frac{-X_1 \cdot X_2}{-X_2(X_1 + X_3) + jR_1(X_1 + X_2 + X_3)}$$

Para que el cociente sea real y tener un desfase de  $0^\circ$  (o  $180^\circ$  dependiendo del signo de  $X_1, X_2$  y  $X_3$ ) debe ser:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

Es decir

$$X_1 + X_2 = -X_3 \quad (\text{para la frecuencia } f_o)$$

A esa frecuencia ( $f_o$ ) puedo plantear nuevamente  $V_r/V_o$ :

$$\frac{V_r}{V_o} = \frac{-X_1 \cdot X_2}{-X_2 \cdot (X_1 + X_3)} = \frac{X_1}{(X_1 + X_3)} = \frac{X_1}{-X_2}$$

Entonces la ganancia del lazo será:

$$T(f_o) = -A \frac{X_1}{X_2}$$

Vemos que para configurar un oscilador:

Si  $A < 0 \Rightarrow X_1$  y  $X_2$  deben tener el mismo signo y por lo tanto  $X_3$  signo opuesto. Para que el desfase sea  $0^\circ$  ( $T(f_o) > 0$ ).

Si  $A > 0 \Rightarrow X_1$  y  $X_2$  deben tener distinto signo para que  $T(f_o) > 0$  (desfase  $0^\circ$ ). Entonces  $X_3$  puede tener cualquier signo.

De esta forma se tienen dos familias de osciladores que reciben el nombre de sus descubridores:

- Los osciladores con dos capacitores y una inductancia se denominan COLPITTS.
- Los osciladores con dos inductancias y un capacitor se denominan HARTLEY.

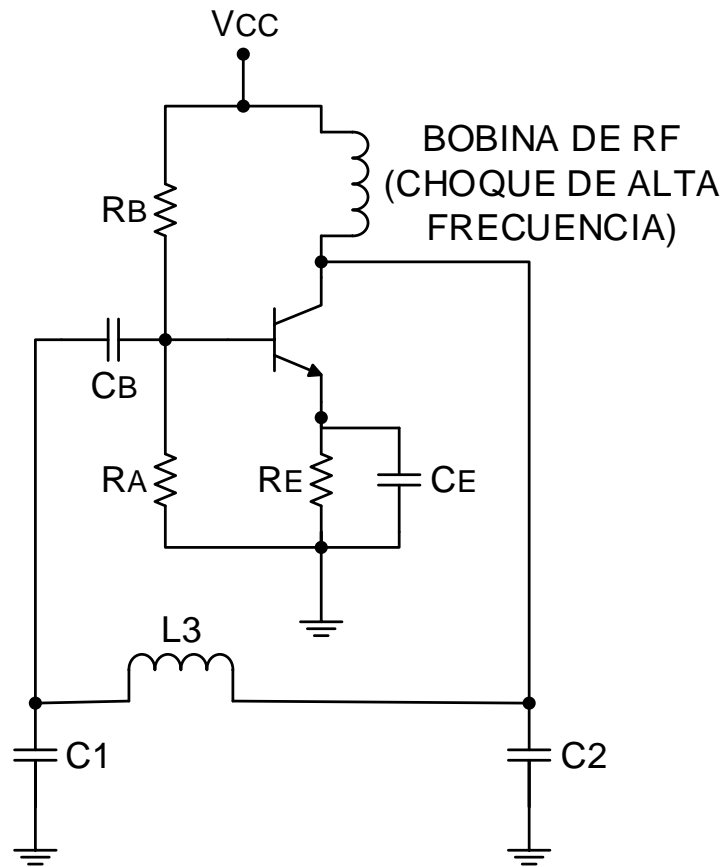
**Resumiendo:**

GANANCIA	REACTANCIAS	OSCILADOR
$A < 0$	L1,L2,C3	HARTLEY
	C1,C2,L3	COLPITTS
$A > 0$	L1,C2,C3	COLPITTS
	C1,L2,C3	
	L1,C2,L3	HARTLEY
	C1,L2,L3	

A modo de ejemplo veremos un circuito práctico de un oscilador COLPITTS, que es uno de los osciladores LC más utilizados.

El entorno de frecuencias en las que suele utilizarse este tipo de osciladores va de 1MHz a 500 MHz. Este intervalo de frecuencias está por encima del rango de frecuencias típicas de los amplificadores operacionales de uso general. Por esta razón se utiliza generalmente un transistor bipolar o un FET como amplificador.

De esta forma un circuito práctico puede ser el siguiente:

**Circuito práctico de Oscilador Colpitts:***Figura A-3*

Los capacitores  $C_B$  y  $C_E$  deben presentar una muy baja impedancia a la frecuencia de oscilación (idealmente un corto circuito). La bobina de RF (choque de alta frecuencia) debe presentar una muy alta impedancia para la frecuencia de oscilación (idealmente un circuito abierto).

De esta forma el circuito en señal del oscilador nos queda:



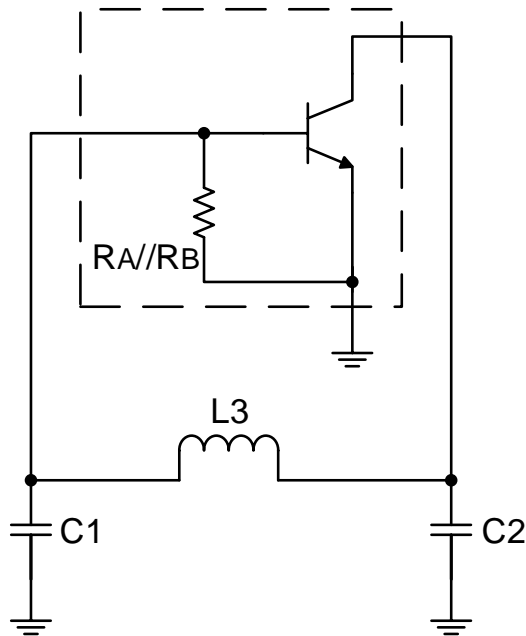


Figura A-4

Donde podemos reconocer el circuito básico que estuvimos analizando en forma general, solo que en este caso, la resistencia R1 no está presente en forma discreta, ya que su función será cumplida por la impedancia de salida del transistor utilizado como amplificador en configuración emisor común.

De esta forma, las fórmulas de diseño del oscilador son las que ya obtuvimos en forma general:

A la frecuencia de oscilación deber ser:

$$X_1 + X_2 = -X_3$$

$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} = -j\omega L_3$$

$$-j \frac{1}{\omega} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) = -j\omega L_3$$

$$\omega^2 = \frac{1}{LC_{eq}}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}}$$

Donde

$$C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Además, el circuito debe cumplir que:

$$|A| \frac{C_1}{C_2} > 1$$

Como ya dijimos  $C_1$  y  $C_2$  normalmente se eligen iguales, con lo cual debe ser  $|A| > 1$ .

Si la ganancia del transistor a la frecuencia de oscilación (cuando el desfase es  $0^\circ$ ) es menor que 1 ( $|A| < 1$ ) el circuito no arrancara, no podrá iniciar la oscilación.

Gráficamente será:

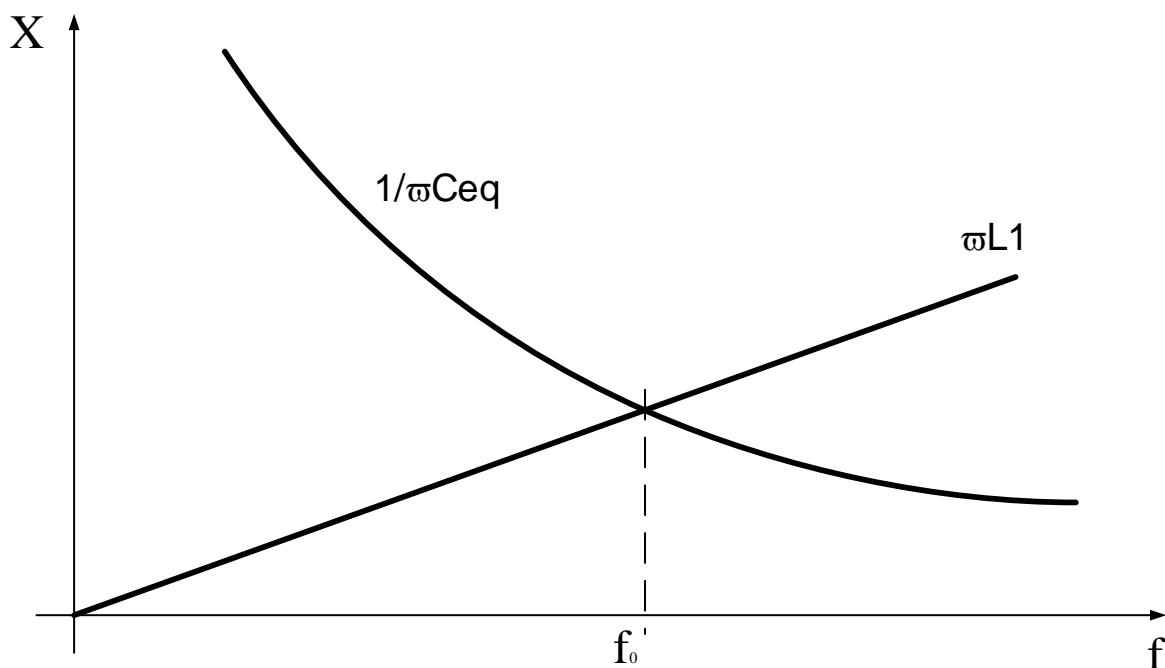


Figura A-5

Observemos que la dispersión en la fabricación de la inductancia (L3) y los capacitores (C1 y C2) impacta directamente en la precisión de la frecuencia de resonancia, cosa que no ocurría en el caso del cristal, que solo dependía de la precisión del corte y del montaje del cristal de cuarzo.

### **Observaciones:**

Si bien hemos dado los conceptos y las fórmulas básicas que gobiernan el funcionamiento de este tipo de osciladores, el análisis y diseño de osciladores de alta frecuencia es muy complejo.

En alta frecuencia empiezan a cobrar importancia las capacidades intrínsecas del transistor, las capacidades parásitas y las inductancias de los conductores de conexión de los componentes.

Por esta razón, en general se diseñan con las fórmulas básicas que vimos y luego en forma práctica se van modificando y ajustando los valores de los componentes hasta lograr un diseño satisfactorio.

### **Bibliografía:**

- **Principios de Electrónica**, Albert Paul Malvino, quinta edición, Ed. MacGraw Hill.
- **Diseño con Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Analógicos**, Sergio Franco, tercera edición, Ed. MacGraw Hill.
- **Osciladores Senoidales**, Federico Miyara, Catedra de Electrónica III, Facultad de Cs. Ex. Ingeniería y Agrimensura, UNR.